

公開実用 昭和62-53815

日本国特許庁(JP)

⑩実用新案出願公開

⑨ 公開実用新案公報(U) 昭62-53815

⑤Int. Cl.⁴

H 03 F 3/60
H 01 P 1/20
1/26

識別記号

庁内整理番号

6628-5J
Z-7741-5J
7741-5J

④公開 昭和62年(1987)4月3日

審査請求 未請求 (全 頁)

④考案の名称 マイクロ波増幅器

①実 願 昭60-144004

②出 願 昭60(1985)9月20日

④考 案 者 川 上 敏 正 横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝横浜金属工場
内

①出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

③代 理 人 弁 理 士 鈴 江 武 彦 外2名

明 細 書

1、考案の名称

マイクロ波増幅器

2、実用新案登録請求の範囲

誘電体基板上に増幅回路間が、ショートスタブを用いた整合回路によって接続されるマイクロ波増幅器において、前記ショートスタブの先端が、前記増幅回路を使用する周波数帯域においてインピーダンスがほぼ零となる第1のコンデンサによって接地され、また前記コンデンサと並列に、抵抗、インダクタ、第2のコンデンサによる直列回路が接続され、前記抵抗とインダクタとは前記誘電体基板の取付けランドを介在して接続されたことを特徴とするマイクロ波増幅器。

3、考案の詳細な説明

〔考案の技術分野〕

この考案は集積回路化するのに適したマイクロ波増幅器に関する。

〔考案の技術的背景とその問題点〕

マイクロ波帯で使用されるトランジスタは、使

用周波数が1オクターブ上がれば、利得が6dBずつ減少し、また周波数が低くなるにつれて入出力インピーダンスとも非常に高くなることが知られている。

従って、このようなトランジスタを多段接続した増幅器を作った場合、周波数特性が、上域側に行くに従って利得が低下するような傾斜を持つことになる。従って一般には、使用周波数帯域の上域側では、増幅回路間の良好な整合を行ない、周波数が低くなるにつれて不整合が大きくなることを利用し、平坦な利得が得られるように図っている。

しかしながら、使用周波数の低域においては、トランジスタ自身の持つ利得が大きく、また入出力インピーダンスも高いために、入出力側の負荷インピーダンスの条件によっては、マイクロ波増幅器の動作が不安定となり、発振等の異常現象を生じることがある。

以上は、トランジスタ自身の持つ利得、入出力インピーダンスの影響が顕著に現われる使用周波

数の低域における作用について説明したが、実際には、整合回路の設計された適応周波数以外の周波数でも整合の取れる場合がある。このような周波数信号が入力した場合でも、トランジスタの入出力側の負荷インピーダンスの条件によっては、先と同様にマイクロ波増幅器の動作が不安定となり、発振等の異常現象を生じることがある。

上記のような不都合を解決するために、従来は第8図に示すような回路が利用されている。

第8図において、11は主線路であり、この主線路11は、スタブ12を有し、このスタブ12の先端はコンデンサ13と抵抗14の並列回路を介して接地される。ここで、スタブ12の長さ l は、使用周波数帯域の上側の周波数の $\lambda/4$ であり、またスタブ12は、主線路11よりも高いインピーダンスを持つ。これによって、この回路は、使用周波数帯域内ではコンデンサ13の働きでショートスタブとなり、帯域外では抵抗14により電力吸収を行なう。しかしながら、この回路は、整合回路以外に、別途設けられるために、増幅器

全体が大形化する問題がある。また、スタブ 1 2 のインピーダンスが高いために、帯域外での抵抗 1 4 により電力吸収はほとんど効果が見られなかった。

次に、不必要な帯域の電力を吸収させる方法として、第 9 図に示す方法もある。即ち、主線路 1 1 に、抵抗 1 5 を介して、オープンスタブ 1 6 を接続するものである。オープンスタブ 1 6 は、不必要な帯域の周波数の $\lambda/4$ であり、このような周波数信号が存在するときは、このオープンスタブ 1 6 は主線路 1 1 側からみたインピーダンスがショートされているのに等しく、このときの電力が抵抗 1 5 により吸収されるようにしたものである。しかしながらこの方法によると、オープンスタブ 1 6 の形状が大きく先の例と同様な問題があり、また、使用できる周波数帯域が狭くかつ使用周波数帯域においても損失があるという問題がある。

〔考案の目的〕

この考案は上記の事情に鑑みてなされたもので、

小形化に適し、動作も安定化させうるマイクロ波増幅器を提供することを目的とする。

〔考案の概要〕

この考案は、第1図に示すように、増幅回路間を接続する整合回路のスタブに、第1のコンデンサ、これと並列な抵抗、インダクタ、第2のコンデンサによる直列回路を接続して、整合回路自体の特性が周波数に応じて変化することを利用して上記の目的を達成するものである。

〔考案の実施例〕

以下この考案の実施例を図面を参照して詳細に説明する。

第1図は考案の一実施例であり、増幅回路間の整合回路部分を示している。また、第2図は第1図の回路の等価回路を示す。第1図において、20は誘電体基板であり、この基板20上の21は主線路であり、これには、スタブ22が設けられている。スタブ22の先端と接地導体23間には、チップコンデンサ24が接続されている。

さらに、スタブ22の先端には、チップ抵抗

25の一端が接続され、このチップ抵抗25の他端は、取付けランド26に接続されている。この取付けランド26は、インダクタンス部27をも一体に形成しており、このインダクタンス部27の先端と前記接地導体23間には、チップコンデンサ28が接続されている。

この発明の要部は上記のように構成されるが、その各部の機能を説明する。

まずコンデンサは、自己のもつ寄生インダクタンス成分のために、そのインピーダンスは使用する周波数に応じて変化する。つまり、使用周波数が低い場合は、容量が支配的となり、高い場合はインダクタンス成分が支配的となる。従ってコンデンサの広域周波数に対する等価回路は、インダクタとコンデンサを直列接続した回路となる。よって、コンデンサを高い周波数、特にマイクロ波帯で使用する場合は、容量のみならず、使用周波数とインピーダンス変化に対しても考慮する必要がある。

従って、上記の回路において、前記コンデンサ

24 は、この整合回路を有する増幅器の使用帯域周波数においては、インピーダンスがほとんど零となる値のものが選択される。よって上記使用周波数帯域においては、スタブ22、コンデンサ24の経路は、ショートスタブとなる。

また抵抗25は、10～数100Ω程度のものであり、使用周波数より充分高い周波数による、不要電力を吸収するためのものである。

次に、取付けランド26は、次の式で示される容量値を持つコンデンサと等価である。第2図にこのコンデンサ30を示す。

$$C = (\epsilon / t) \times S$$

ϵ ; 誘電率、 t ; 誘電体の厚さ、 S ; 取付けランドの面積

次に上記の回路の各周波数領域に於ける動作を説明する。

増幅器の使用周波数帯域においては、コンデンサ24のインピーダンスは零となるので、高周波的にはスタブ22はショートされているのに等しく、整合回路はなんら損失のない回路として機能

する。よって増幅器は最大の利得を得られる。このときの等価回路は第3図(C)のように表わせる。通常、整合回路は増幅器の使用周波数帯域においては、不要な電力の反射を減じ、利得を大きくとり、帯域外においては電力の反射を多くし利得を減ずるように使用されることが有効な使用方法である。

次に、増幅器の使用帯域より充分周波数が高い帯域のものである場合は、コンデンサ24は自己のもつ寄生インピーダンス成分により、インピーダンスが高くなる。また、コンデンサ30は、構造上インダクタンス成分をほとんど持たないため、 $(1/\omega c)$ であらわせるインピーダンスは充分低くなる。この状態における等価回路は第3図(D)のように表わせる。従って、増幅器の使用帯域より充分周波数が高い帯域のものである場合は、スタブ22の先端に抵抗25を持つ損失の多きな整合回路が形成されることになる。よって不要な電力は抵抗25に吸収され増幅器としては、利得の減少となり回路の安定化(発振、動作点の

変動などの抑圧)を得る。

次に、周波数が増幅器の使用帯域より充分低い場合は、整合回路は第3図(A)に示す等価回路となる。コンデンサ24の持つインピーダンスは、キャパシタンス成分が支配的となり、コンデンサ30は容量が小さいためにインピーダンスは高くなりほとんど無視できることになる。よって整合回路は、損失を含む回路として作用し、回路の安定化(発振、動作点の変動などの抑圧)を得る。

次に増幅器の使用周波数帯域においても、この帯域内においても比較的重要ではない周波数が存在する場合がある。このような周波数成分に対してもこの考案の回路は減衰作用を行なうことができ、以下この点について説明する。

一般には増幅器に使用される整合回路のQは低いため、インピーダンス整合を行なった帯域に近い周波数領域においては整合状態が依然保たれたままになっている。このため、増幅器の使用帯域近傍においては利得が急激に変化することはない。また増幅器に使用されるトランジスタは周波数が

低いほど利得が大きいため、例えば、増幅器の使用周波数帯域のわずか下方の領域で動作が不安定になることがある。従ってこの領域における動作を安定化する必要がある。

そこで、このような不安定を生じさせる不安定動作周波数 f_0 に対しては、この整合回路が第3図(B)に示すような等価回路となり、抵抗25で電力吸収をさせて回路の安定化を図る。つまり回路の定数を選定するのに、

$$f_0 = (1 / 2 \pi \sqrt{LC})$$

の関係で設定する。抵抗25の値を変化すれば、RLC直列共振回路のQを変化できる。Qを変化させることで増幅器の利得を減少させる帯域を可変できる。つまり、抵抗25を大きくするとQの値は小さくなり利得の減少帯域は広がるが、一方、利得の減少量は小さくなる。逆に、抵抗25を小さくするとQの値は大きくなり利得の減少帯域は狭くなるが、利得の減少量は大きくなる。従ってこの作用を実際に適用するには、安定化を対象となる周波数領域に於ける、利得の減少率とその帯

域幅の兼ねいで決定する。

前記不安定動作周波数 f_0 に対しては、整合回路は第3図(B)に示す等価回路で作用し、不要電力は抵抗24によって吸収され回路の安定化が得られる。

上記した整合回路を含む増幅器を、4GHz帯2段増幅器に適用した例を第4図に示す。コンデンサ、抵抗はチップ形のものを使用した。またインダクタは誘電体基板上に形成されているパターンを利用した。第4図において、41は入力線路、42はFETによる増幅素子、43はバイアス及び出力部、44は交流結合コンデンサである。そして、45がこの考案の要部となる整合回路であり、この回路の出力が次段の増幅素子46に供給され、この出力がバイアス及び出力部47から導出される。

整合回路45で、第1図に対応する部分には、同一符号を付している。第5図は、この4GHz帯2段増幅器に使用した前記整合回路45の高周波的な等価回路であり、具体的な数値例も示してい

る。コンデンサ24は、寄生インダクタンスと容量の直列回路とみなされ、この増幅器が使用される4GHz帯において共振周波数となり、インピーダンスはほぼ零となる。またコンデンサ28も同様にインダクタンスと容量の直列回路とみなされ、パターンにより形成されたインダクタ27を含めて共振周波数は3.5GHzとなり、この周波数に対して安定化を得る。

第6図は、従来の4GHz帯2段増幅器と、この考案にかかる4GHz帯2段増幅器の各、利得特性と安定係数を比較して示している。実線は従来の増幅器のもの、破線はこの考案の増幅器のものである。

この考案の増幅器は上記の実施例に限定されるものではなく、第7図のようにバイアス端子50を接続して、直流動作点を設定するようにしてもよい。

〔考案の効果〕

この考案は上記したように、小形化に適し、動作も安定化させうるマイクロ波増幅器を提供でき

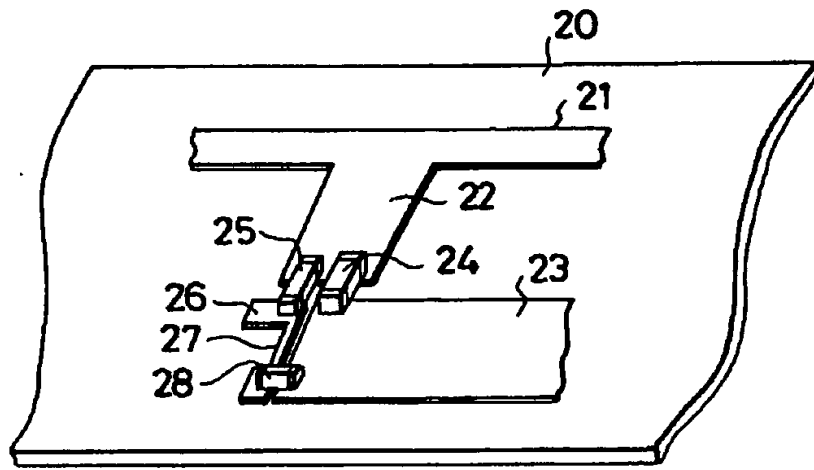
る。

4、図面の簡単な説明

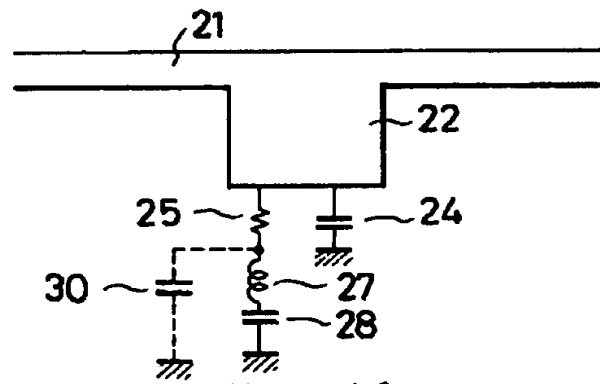
第1図はこの考案の一実施例を示す斜視図、第2図は第1図の回路の等価回路図、第3図は第1図の回路の周波数に応じた等価回路の例を示す図、第4図は第1図の回路を適用した多段増幅器の例を示す回路図、第5図は第4図の増幅器の整合回路を取出して示す回路図、第6図はこの考案の回路と従来の回路の特性を比較して示す図、第7図はこの考案の他の実施例を示す回路図、第8図、第9図は従来の整合回路を示す図である。

20…誘電体基板、21…主線路、22…スタブ、23…接地導体、24…コンデンサ、25…抵抗、26…取付けランド、27…インダクタンス部、28…コンデンサ。

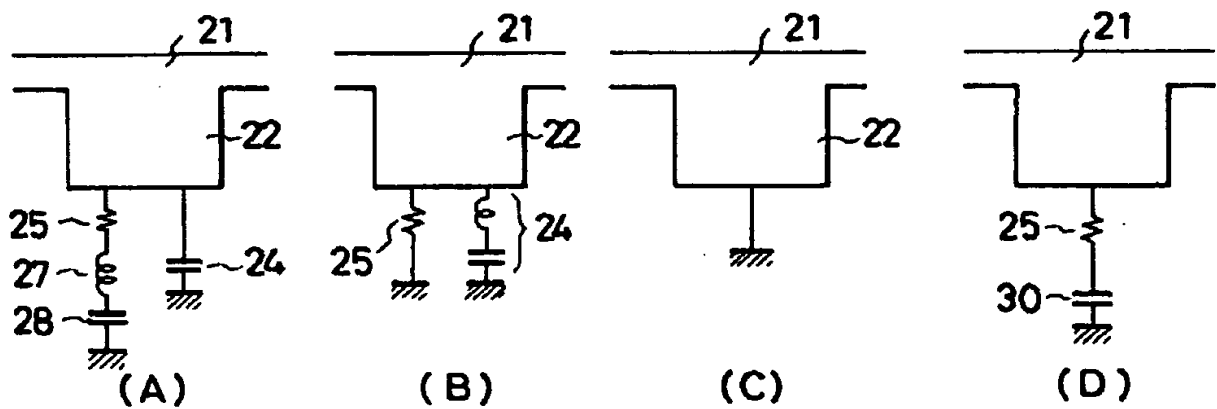
出願人代理人 弁理士 鈴江武彦



第 1 図



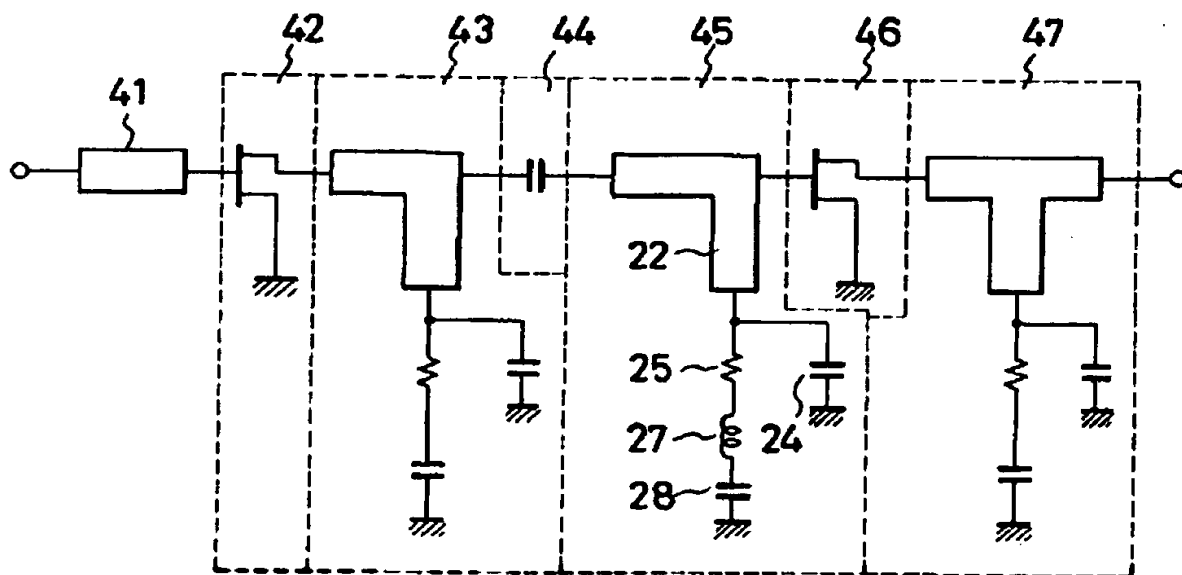
第 2 図



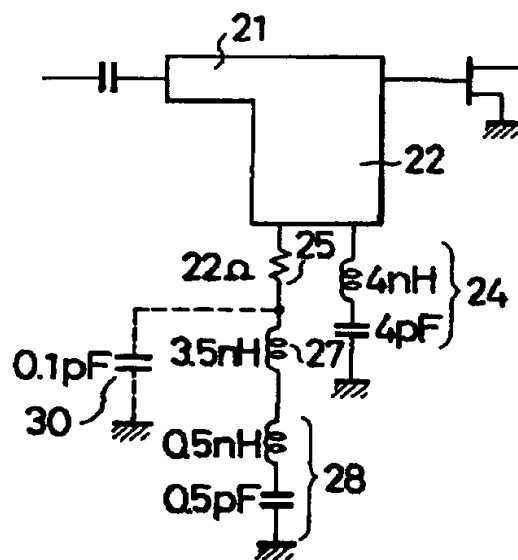
第 3 図

170

出願人 株式会社 東芝
代理人 鈴 江 武 彦



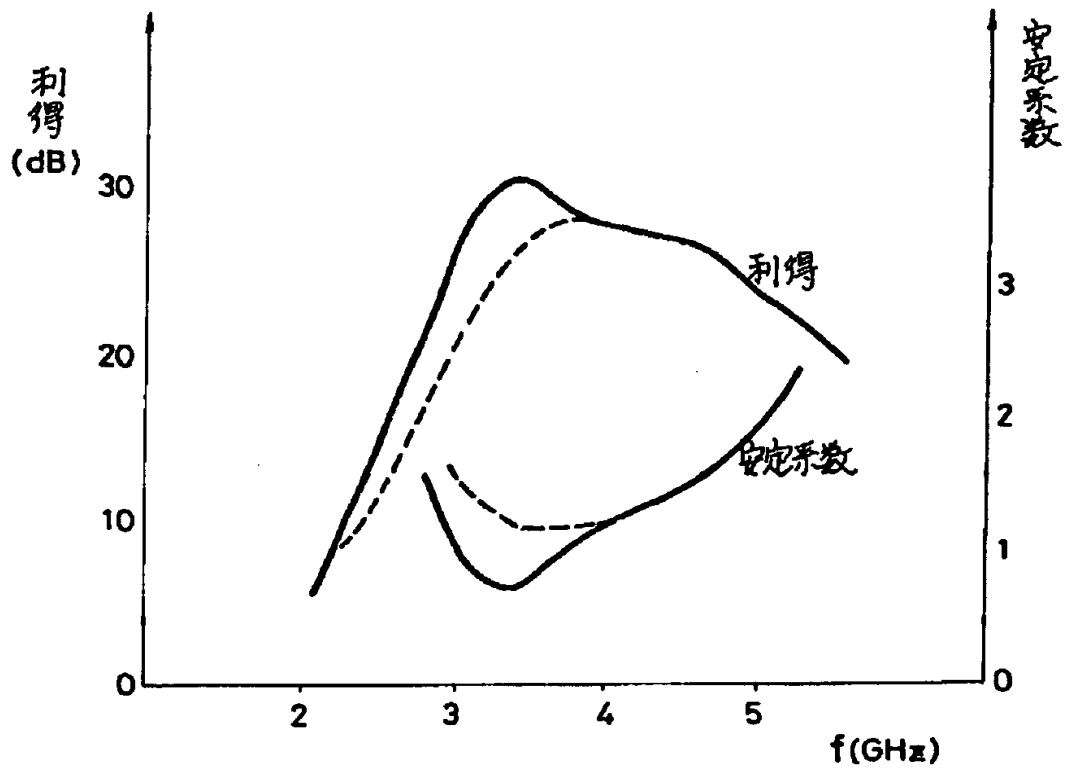
第 4 図



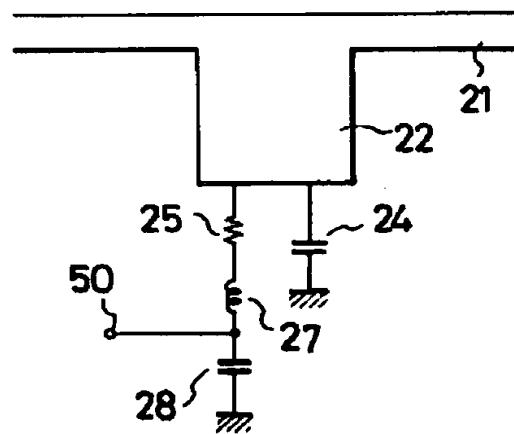
第 5 図

171

出願人 株式会社 東芝
代理人 鈴 江 武 彦



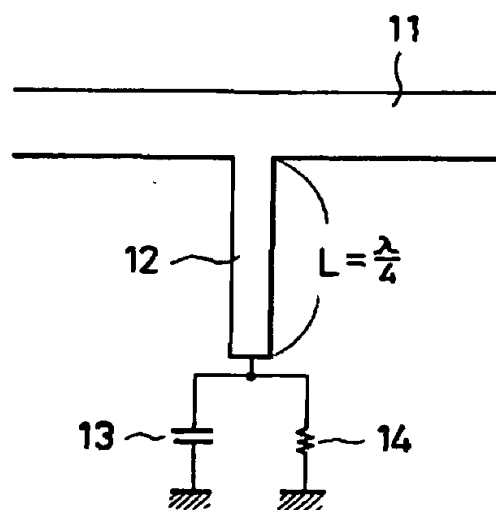
第 6 図



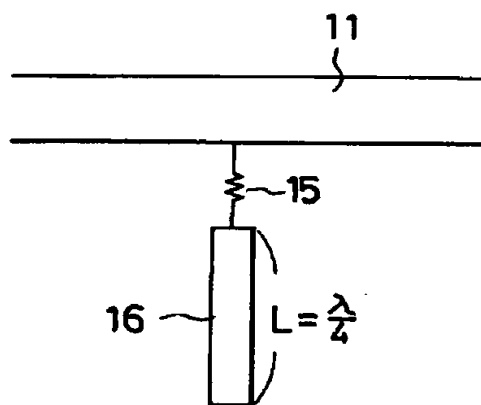
第 7 図

172

出願人 株式会社 東芝
代理人 鈴 江 武 彦



第 8 図



第 9 図

173

出願人 株式会社 東芝
代理人 鈴 江 武 彦